

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-266180

(43)公開日 平成11年(1999)9月28日

(51) Int Cl.⁸

識別記号

FI

H O 4 B 1/707

H 0 4 J 13/00

D

H01Q 3/26

H O 1 Q 3/26

Z

審査請求 未請求 請求項の数12 O.L (全 17 頁)

(21)出願番号 特願平10-68526

(22)出願日 平成10年(1998)3月18日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号

(72) 発明者 筒井 正文

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(72) 発明者 田中 良紀

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(72)発明者 小早川 周磁

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(74) 代理人 弁理士 齊藤 千幹

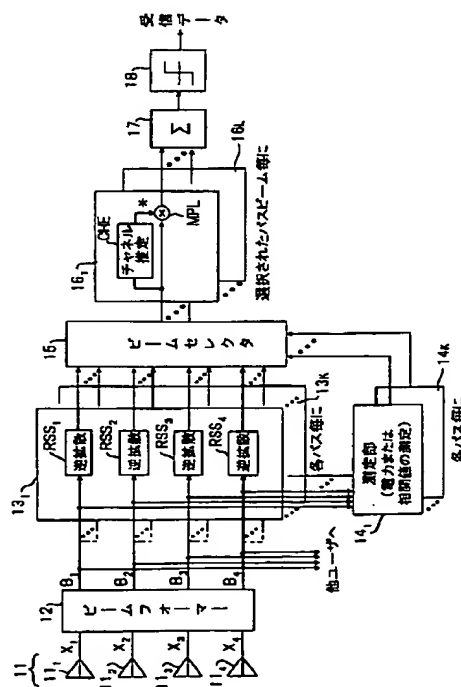
(54)【発明の名称】 無線基地局のアレーアンテナシステム

(57) 【要約】

【課題】 伝送品質や受信特性の改善を図る。

【解決手段】 CDMA移動通信における無線基地局の
アレーアンテナシステムにおいて、ビームフォーマ１２
は、アレーアンテナ１１の複数のアンテナ素子で受信し
たマルチパス信号にビームフォーミングを施して複数の
電氣的ビーム $B_1 \sim B_4$ を形成し、マルチパスのパス毎に
設けられた逆拡散/遅延調整部（フィンガー部）１３ $_1 \sim$
１３ $_K$ に入力する。各フィンガー部は入力する複数のビ
ームのそれぞれに逆拡散を施し、ビームセクタ１５は
全パス全ビームより所望信号成分が大きな逆拡散信号を
選択し、合成部１７は選択された逆拡散信号を重み付け
合成し、判定部１８は合成信号に基づいてデータの識別
を行う。

第1実施例のアレーアンテナシステムの概略構成



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 CDMA 移動通信における無線基地局のアレーアンテナシステムにおいて、

アレーアンテナの複数のアンテナ素子で受信した信号にビームフォーミングを施して複数の電氣的ビームを形成するビームフォーマ、

マルチパスのパス毎に設けられ、該パスを経由する信号に応じた前記複数のビームのそれぞれに逆拡散を施し、所望信号成分が大きな逆拡散信号にパスに応じた遅延調整を加えて出力する逆拡散/遅延調整部、

各逆拡散/遅延調整部の出力を合成する合成部、を備えたことを特徴とするアレーアンテナシステム。

【請求項 2】 各マルチパス信号の発生時間間隔を測定し、マルチパスの各パス毎に設けられた逆拡散/遅延調整部に逆拡散開始のタイミング及び遅延時間信号を入力するサーチャ、を有することを特徴とする請求項 1 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 3】 サーチャは、ビームフォーマから出力する全ビームのレベルについてその時間推移を示す遅延プロフィールを測定して保存する遅延プロフィール測定部、各ビームの遅延プロフィールよりレベルの大きなパスをビーム毎に検出するパス検出部を備え、前記パス毎に設けられた逆拡散/遅延調整部は、自パスのビームのうち前記レベルの大きなビームに応じた逆拡散信号を前記合成部に入力する選択部、を有することを特徴とする請求項 1 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 4】 サーチャは各ビームの遅延プロフィールを時分割処理により測定して保存することを特徴とする請求項 3 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 5】 マルチパスの全パス全ビームについて、所望信号成分の大きさを電力、相関値または SIR のいずれかで測定する信号測定部、測定結果の大きな 1 または複数のビームに応じた逆拡散信号を選択し、前記合成部に入力する選択部、を有することを特徴とする請求項 1 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 6】 マルチパスの全パス全ビームについて、所望信号成分の大きさを電力、相関値または SIR のいずれかで測定する信号測定部、全パス全ビームの中から、所望信号成分の測定結果が最大となるビームを求め、各パスより該ビームに応じた逆拡散信号を選択し、前記合成部に入力する選択部、を有することを特徴とする請求項 1 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 7】 パス毎の前記逆拡散/遅延調整部を、指向性を替えて複数組設け、全逆拡散/遅延調整部に入力された全ビームの逆拡散信号より所望信号成分が大きなものを選択して合成することを特徴とする請求項 5 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 8】 合成部出力に基づいて受信データを判定

する受信データ判定部、

パス毎に、所望信号成分の大きな複数の逆拡散信号を選択する選択部、

パス毎に、選択された逆拡散信号及び受信データの判定結果を用いた適応制御により重み係数を決定する適応制御部、

パス毎に、各逆拡散信号に該重み係数を掛け合わせ、合成して出力する重み付け部を備え、

前記合成部は重み付け部の出力を合成し、受信データ判定部は該合成部出力に基づいて受信データを判定することを特長とする請求項 1 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 9】 前記選択された逆拡散信号毎にチャンネル推定値を求め、該チャンネル推定値の複素共役を適応制御の初期値とすることを特徴とする請求項 8 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 10】 前記重み付け部の出力信号にチャンネル推定演算を施すチャンネル推定演算部を備えたことを特徴とする請求項 8 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 11】 前記重み付け部の出力信号にパスに応じた最大比合成の重みを付加する重み付加部を備えたことを特徴とする請求項 8 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 12】 合成部出力に基づいて受信データを判定する受信データ判定部、

全パス全ビームの中から所望信号成分の大きな複数の逆拡散信号を選択する選択部、

選択された逆拡散信号及び受信データの判定結果を用いた適応制御により重み係数を決定する適応制御部、

各逆拡散信号に該重み係数を掛け合わせて出力する重み付け部を備え、

前記合成部は重み付け出力を合成し、受信データ判定部は該合成部出力に基づいて受信データを判定することを特長とする請求項 1 記載のアレーアンテナシステム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は CDMA 移動通信における無線基地局のアレーアンテナシステムに係わり、特に、アレーアンテナ及びビームフォーマによりパス毎に角度分離されたマルチビーム信号を生成し、これらビーム信号をパス毎のフィンガー部（逆拡散/遅延時間調整部）を介して合成して受信データを復調するアレーアンテナシステムに関する。

【0002】

【従来の技術】ワイヤレスマルチメディア通信を実現する次世代の移動通信システムとして、DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access: 直接拡散符号分割多元接続) 技術を用いたデジタルセルラー無線通信システムの開発が進められている。かかる CDMA 通信において、複数のチャンネルあるいはユーザの伝送情報は拡散

符号により多重され、無線回線などの伝送路を通じて伝送される。無線通信では、電波が送信機から通路長の異なるいくつかの経路（多重経路：マルチパス）を通して受信機に到って合成される。しかし、合成はコヒーレントに加算されず、このためフェージングが発生する。かかるフェージング対策として種々のダイバーシティが提案されているが、その1つにレーク受信方式がある。レーク受信方式は、マルチパスの各々を通してきた信号を識別し、信頼度の重み付けを行って合成（最大比合成）して特性の改善を図る方式である。CDMA通信においてかかるレーク受信方式を採用した受信機はレーク受信機（RAKE受信機）として従来より提案されている。図19は従来のレーク受信機の構成図及び遅延プロファイルの説明図である。

【0003】図19（a）において、1はサーチャ、2₁～2₃はマルチパスの各パスに応じて設けられたフィンガー部、3はレーク受信機のアンテナ、4は各フィンガー部の出力を合成するレーク合成部、5は合成部出力に基づいて受信データの“1”、“0”を判定する判定部である。図19（b）に示すように送信機より送られてくる信号の受信機における受信レベルはマルチパスに応じて変化し、かつ、受信機への到達時刻も異なる。サーチャ1は、(1) アンテナ受信レベルのプロファイル（レベルの時間推移特性）を測定し、(2) 該プロファイルを参照してしきい値より大きなマルチパス信号MP₁、MP₂、MP₃よりマルチパスを検出し、(3) これらマルチパスの各パスの発生時刻t₁、t₂、t₃あるいは基準時刻からの遅延時間を識別し、(4) 各パスに応じたフィンガー部2₁、2₂、2₃に逆拡散開始のタイミング及び遅延時間調整データを入力する。

【0004】サーチャ1において、1aはマッチトフィルタ（整合フィルタ）であり、受信信号に含まれる所望波信号の自己相関を出力するものである。図19（a）は基地局の1チャンネル分の構成であり、アンテナ3の受信出力には他チャンネル成分も含まれている。整合フィルタ1aは自チャンネルの拡散符号を用いてアンテナ受信信号より自チャンネルの信号成分を抽出して出力する。すなわち、整合フィルタ1aはマルチパスの影響を受けた直接拡散信号（DS信号）が入力すると、到来時間と信号強度に応じた複数のピークを持つパルス列を出力し、ローパスフィルタ1bを通してRAM1cに記憶する。パス検出部1dはRAMに記憶されたプロファイル（図19（b））を参照してマルチパスを構成する各パス及び遅延時間を検出し、各パスに応じたフィンガー部2₁、2₂、2₃に逆拡散開始のタイミング（チップ同期タイミング）を示すスタート信号及び遅延時間調整データを入力する。

【0005】各パスに応じたフィンガー部2₁、2₂、2₃は同一構成になっており、自チャンネルに割り当てた拡散コードを発生する拡散コード発生部2a、アンテナ受

信信号に拡散コードを乗算して逆拡散する乗算器2b、ダンプ積分を行うダンプ積分器2c、逆拡散された信号にパスに応じた遅延時間調整を施す遅延時間調整部2d、チャンネル推定のための演算を行う演算部2e、該演算部入力とその出力の複素共役とを乗算してチャンネル推定して自チャンネルに応じた所望信号波成分を出力する乗算部2fで構成されている。複素共役とは複素数の虚数部の符号を反転したもので、複素数をI + jQとするとI - jQである。

10 【0006】図20はチャンネル推定演算説明図であり、3'は移動局の送信アンテナ、3は基地局のアンテナ、2eはフィンガー部のチャンネル推定のための演算を行う演算部、2fは乗算部、2f'は複素共役を出力する複素共役演算部である。送信アンテナ3'から基地局宛てに送信される信号をs、無線伝送路の影響をξ、基地局アンテナ3の受信出力をrとすると、演算部2eは、入力信号rと希望信号sの複素共役s*との積rs*を出力する。従って、その出力は、

$$rs^* = s \xi s^* = \xi |s|^2 \propto \xi$$

20 となり、複素共役演算部2f'の出力は振幅変動がないものとすればξ*となり、乗算部2fの出力は

$$r \xi^* = s \xi \xi^* = s | \xi |^2 \propto s$$

となる。すなわち、振幅変動がないものとすれば、乗算部2fから自分に送信された信号sが得られる。従って、図19（a）の演算部2e及び乗算部2fは自チャンネルの信号成分を推定して出力する。以上より各マルチパスに応じたフィンガー部2₁～2₃は対応するマルチパス信号MP₁～MP₃にチャンネルに割り当てられた拡散符号を乗算して逆拡散し、逆拡散して得られた信号をパス遅延時間分だけ遅延調整してタイミングを一致させて同時に出力する。レーク合成部4は各フィンガー部出力を最大比合成し、判定部5は合成部出力に基づいて受信データを判定する。

【0007】ところで、DS-CDMA技術による通信システムの基地局アンテナには現在セクタアンテナが用いられている。セクターアンテナとは図21（a）に示すように、基地局の周り360°を等分してセルを複数のセクターに分割したとき各セクターSCを担当するアンテナであり、セクター内で無指向性であるため他ユーザの干渉を受けやすい。かかる他ユーザからの干渉はチャンネル容量の低下や伝送品質を劣化させる主な要因となっている。そこで、この干渉を低減して伝送品質を向上する技術としてマルチビームアンテナやアダプティブアレーアンテナの研究、開発が行なわれている。マルチビーム化すると図21（b）に示すように指向特性が発生して他ユーザの干渉を受けにくくなり伝送品質が向上する。

【0008】マルチビームアンテナは、図22に示すように複数の素子アンテナAT₁～AT_Nで構成されたアレーアンテナAATを用いて受信を行ない、ビームフォーマBMFでアンテナ出力信号にビームフォーミングを施

して複数の指向性のあるマルチビーム $B_1 \sim B_M$ を電氣的に形成する。かかるマルチビームアンテナは図 2 3 に示すような指向特性を備えている。従って、ビーム 2 の指向方向に存在する第 i ユーザ（移動局）から放射された電波はアレーアンテナ AAT で受信され、ビームフォーマ BFM からビーム $B_1 \sim B_M$ が出力するが、そのうちビーム B_2 の電力が他のビーム $B_1, B_3 \sim B_M$ より大きくなる。以後、このビーム B_2 を用いて逆拡散してデータを復調する。このようにマルチビームアンテナによれば、各チャネルのユーザ毎に最適なビームを選択して受信を行なうことにより、チャンネル間干渉の低減およびアンテナ利得向上による受信 SN 比の改善、端末送信電力の低減等の効果が得られる。

【0009】図 2 4 は無線基地局の受信部の構成図であり、1 チャンネル分が示されている。AAT は受信用のアレーアンテナであり、複数のアンテナ素子 $AT_1 \sim AT_N$ を有している。RVC₁ ~ RVC_N は受信信号の高周波増幅、周波数変換、直交検波などを行う受信回路、BF は N 個のアンテナ素子 $AT_1 \sim AT_N$ で受信した信号に受信ビームフォーミングを施して M 本の上り受信ビーム $B_1 \sim B_M$ を電氣的に形成する受信ビームフォーマである。RSS₁ ~ RSS_N は受信ビームフォーマ BF から出

$$y_i(nT_c) = \sum W_{k,i} \cdot x_k(nT_c) \quad (k=1 \sim N) \quad (I)$$

となる。変換係数 $W_{k,i}$ を決定することにより、 M 本のビームの指向方向をアレーアンテナに付与できる。これにより、所定の第 i ビーム方向のユーザ（移動局）からの送信信号はビームフォーマ BF の第 i 端子から得ることができる。図 2 6 は (I) 式の演算をビームフォーミング用の FFT を用いて行うビームフォーマの例である。

【0011】 N 本のアンテナ素子 $AT_1 \sim AT_N$ (図 2 4) は受信電波に応じた信号 $x_i(nT_c)$ ($i=1 \sim N$) を受信回路 RVC₁ ~ RVC_N に入力し、各受信回路は入力信号の高周波増幅、周波数変換、直交検波 (QPSK 検波)、A/D 変換を実行して受信ビームフォーマ BF に入力する。受信ビームフォーマ BF は N 個の入力信号にビームフォーミングを施して M 本のビームをデジタル的に形成する。すなわち、受信ビームフォーマ BF は (I) 式の変換により各ビームの信号 $y_i(nT_c)$ を求める。ついで、逆拡散回路 RSS₁ ~ RSS_M は複数のビームについて各チャネル毎に逆拡散を行ない、セクタ SEL は逆拡散後の信号電力が最大の逆拡散信号を選択し、受信部 RV は電力最大の逆拡散信号を用いて受信データを識別する。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】以上のように、レーク受信機は、マルチパスにより時間的に散らばっている信号をかき集めてダイバーシチを実現して特性の改善を図るものである。又、マルチビームアンテナ方式はセクター内をマルチビーム化してチャンネル間の干渉を軽減して伝送品質を向上してチャンネル容量を増加するものであ

力される N 個の上り受信ビーム $B_1 \sim B_N$ が入力される逆拡散回路であり、対象ユーザに割り当てた拡散符号を用いて各ビーム $B_1 \sim B_N$ に逆拡散処理を施して逆拡散信号 (I, Q 信号) を出力するもの、SCNT は選択制御部であり、各逆拡散信号のパワーを演算して最大電力のビームを決定するもの、SEL は最大電力の逆拡散信号を選択して受信部 RV に出力するもの、SDM は逆拡散信号 (I, Q 信号) を入力されて同期検波を行う同期検波部、ECC は復調された受信データに誤り訂正処理を施す誤り訂正部である。同期検波部 SDM はパイロット信号を検出し、該パイロット信号と既知のパイロット信号間の位相差を求め、該位相差分、逆拡散された I, Q 信号の位相を元に戻すものである。

【0010】ビームフォーマ BF は図 2 5 に示すように各アンテナ素子の出力信号 $x_1 \sim x_N$ に重み $W_{k,i}$ 掛け合わせて位相回転を施し、これらを合成することによりそれぞれ所定の指向方向を有する M 個の上り受信ビーム $1 \sim M$ を電氣的に形成する。第 i ビーム ($i=1 \sim N$) の信号 $y_i(nT_c)$ は、 N 本のアンテナ素子の受信信号を $x_i(nT_c)$ 、ビームフォーマの変換係数を $W_{k,i}$ とすれば、

る。しかし、従来はレーク受信機、マルチビームアンテナ受信機をそれぞれ個々に利用するものであり、伝送品質や受信特性の改善において限界があった。

【0013】以上から本発明の目的は、レーク受信方式及びマルチビームアンテナ方式を組み合わせることで伝送品質や受信特性の改善が図れる無線基地局のアレーアンテナシステムを提供することである。本発明の別の目的は、マルチパスのパス毎に角度分離された複数のビーム信号を生成し、全パス全ビームの中から所望信号波成分が大きな 1 または複数のビームの逆拡散信号を合成して判定することにより、伝送品質や受信特性を改善した無線基地局のアレーアンテナシステムを提供することである。本発明の別の目的は、マルチパスのパス毎に角度分離された複数のビーム信号を生成し、全パス全ビームの中から所望信号波成分が大きな 1 または複数のビームの逆拡散信号を発生し、各逆拡散信号に適応制御に基づいて重み付けして合成することにより伝送品質や受信特性を改善した無線基地局のアレーアンテナシステムを提供することである。

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明の無線基地局のアレーアンテナシステムは、(I) アレーアンテナの複数のアンテナ素子で受信した信号にビームフォーミングを施して複数の電氣的ビームを形成するビームフォーマ、(2) マルチパスのパス毎に設けられ、該パスを経由する信号に応じた前記複数のビームのそれぞれに逆拡散を施し、所望信号成分が大きな逆拡散信号にパスに応じた遅

延調整を加えて出力する逆拡散/遅延調整部、各逆拡散/遅延調整部の出力を最大比合成する合成部、を備えている。かかるアレーアンテナシステムによれば、レーク受信方式及びマルチビームアンテナ方式を組み合わせるレーク受信機を構成することができ、伝送品質や受信特性を改善することができる。

【0015】又、本発明のアレーアンテナシステムはサーチャを備え、このサーチャにより各マルチパス信号の発生時間間隔を測定し、マルチパスのパス毎に設けられた逆拡散/遅延調整部に逆拡散開始のタイミング及び遅延時間信号を入力する。このようにサーチャを設けることにより容易にパス毎の逆拡散処理の開始タイミング及び遅延時間調整制御を行うことができる。又、サーチャにおいて、ビームフォーマから出力する全ビームのレベルについてその時間推移を示す遅延プロファイルを測定して保存し、各ビームの遅延プロファイルよりレベルの大きなパスをビーム毎に検出し、パス毎に設けられた逆拡散/遅延時間調整部（フィンガー部）において自パスのビームのうち前記レベルの大きなビームに応じた逆拡散信号出力し、合成部において各フィンガー部から出力される逆拡散信号を合成して受信データの判定を行う。このようにすれば、所望信号波成分をより多く含むビームの逆拡散信号を合成して受信データの判定を行うため、伝送品質や受信特性を改善することができる。この場合、サーチャにおいて各ビームの遅延プロファイルを時分割処理により測定して保存することにより、構成を簡略化できる。

【0016】又、本発明のアレーアンテナシステムは、全パスの全ビームのうち、電力、相関値またはSIRのいずれかが大きな1または複数のビームの逆拡散信号を選択する手段を備え、選択した逆拡散信号を合成して受信データの判定を行う。このようにすれば、パス毎に逆拡散信号を選択して合成するのではなく、全パス全ビームのうち電力、相関値またはSIRのいずれかが真に大きなビーム、換言すれば、真に所望信号波成分をより多く含むビームの逆拡散信号を合成して受信データの判定を行うため、伝送品質や受信特性を改善することができる。

【0017】又、本発明のアレーアンテナシステムは、マルチパスの全パス全ビームのうち、電力、相関値またはSIRの測定結果が最大となるビームを求め、各パスより該ビームに応じた逆拡散信号を選択する手段を備え、選択した逆拡散信号を合成して受信データの判定を行う。このようにすれば、ノイズによってビーム測定精度が劣化しても、誤ってビームを選択してレーク合成することがなくなり、伝送品質や受信特性を改善することができる。

【0018】又、本発明のアレーアンテナシステムは、パス毎にフィンガー部（逆拡散/遅延調整部）を有するブランチを、複数組空間的に指向性を変えて配置して空間ダイバーシチ構成とし、各ブランチの各フィンガー部

に入力された全ビームの逆拡散信号のうち所望信号成分が大きなものを選択して合成する。このようにすれば、空間ダイバーシチの効果を付加できるため益々伝送品質や受信特性を改善することができる。

【0019】又、本発明のアレーアンテナシステムは、更に、(1) 合成部出力に基づいて受信データを判定する受信データ判定部、(2) 全パス全ビームの中から、またはパス毎に所望信号成分の大きな複数の逆拡散信号を選択する選択部、(3) 選択された逆拡散信号及び受信データの判定結果を用いた適応制御により重み係数を決定する適応制御部、(4) 各逆拡散信号に該重み係数を掛け合わせて出力する重み付け部を備え、合成部は重み付け出力を合成し、受信データ判定部は該合成部出力に基づいて受信データを判定する。このようにすれば、レーク受信方式、マルチビームアンテナ方式、アダプティブアレーアンテナ方式を組み合わせるレーク受信機を構成することができ、伝送品質や受信特性を改善することができる。

【0020】

【発明の実施の形態】（A）第1実施例

（a）第1実施例のアレーアンテナシステムの概略

図1は本発明の第1実施例のアレーアンテナシステムの概略構成図である。図中、11は受信用のアレーアンテナでありN個（図では4個）のアンテナ素子11₁～11₄を有している。12は各アンテナ素子から入力する信号を用いて指向性を有するM本（図ではM=4）のビームB₁～B₄を電気的に発生するビームフォーマであり、図25～図26に示す構成を採用できる。13₁～13_Kはマルチパスのパス毎に設けられた逆拡散/遅延調整部（フィンガー部）であり、各ビームに逆拡散を施す逆拡散回路RSS₁～RSS₄が示されている。14₁～14_Kは電力又は相関値を測定する測定部であり、それぞれパス毎に設けられたフィンガー部13₁～13_Kに入力するビームの電力あるいは相関値を測定して出力する。

【0021】15はビームセクタであり、測定値が設定値より大きなビーム、あるいは測定値が大きい順に並べた時の所定数のビームのそれぞれに応じた逆拡散信号を選択して出力するものである。16₁～16_Lはビームセクタ15により選択された逆拡散信号が入力されるチャンネル推定部であり、チャンネル推定演算部CHE及び乗算器MPLを有し、自チャンネルに応じた信号波成分を推定して出力する。チャンネル推定部で、選択された所望波成分の大きなビームについてのみチャンネル推定を行うことで、高いチャンネル推定精度が得られ受信特性を改善できる。17は各チャンネル推定部16₁～16_Lから出力する信号を最大比合成するレーク合成部、18は合成信号に基づいて受信データの"1"、"0"を判定するデータ判定部である。

【0022】各アンテナ素子11₁～11₄は受信電波に

応じた受信信号 $x_1 \sim x_4$ を図示しない受信回路に入力し、各受信回路は入力信号の高周波増幅、周波数変換、直交検波 (QPSK 検波)、A/D 変換を実行して受信ビームフォーマ 1 2 に入力する。受信ビームフォーマ 1 2 は 4 個の入力信号にビームフォーミングを施して 4 本のビーム $B_1 \sim B_4$ をデジタル的に形成し、パス毎に設けたフィンガー部 1 3₁ ~ 1 3_K に入力する。フィンガー部 1 3₁ ~ 1 3_K は複数のビーム $B_1 \sim B_4$ に対して逆拡散を行ないパス毎の遅延時間調整を行い、同一タイミングで次段のビームセクタ 1 5 に出力する。以上と並行して、測定部 1 4₁ ~ 1 4_K はパス毎に各ビームの電力を測定し、測定結果をビームセクタ 1 5 に入力する。ビームセクタ 1 5 は、例えば測定値が設定値より大きなビームのそれぞれに応じた逆拡散信号を選択して次段のチャンネル推定部 1 6₁ ~ 1 6_L に入力する。チャンネル推定部 1 6₁ ~ 1 6_L は自チャンネルに応じた信号波成分を推定して出力し、レーク合成部 1 7 は各チャンネル推定部の出力を合成し、データ判定部 1 8 は合成信号に基づいて受信データの "1", "0" を判定する。

【0023】かかるアレーアンテナシステムによれば、レーク受信方式及びマルチビームアンテナ方式を組み合わせることで、伝送品質や受信特性を改善することができる。又、パス毎に逆拡散信号を選択して合成するのでなく、全パス全ビームのうち電力、相関値などが真に大きなビーム、換言すれば、真に所望信号波成分をより多く含むビームの逆拡散信号を合成して受信データの判定を行うため、伝送品質や受信特性を改善することができる。尚、ビームフォーマ 1 2 として FFT 構成のビームフォーマを使用する場合は、図 2 に示すように、受信回路 1 0₁ ~ 1 0₄ をビームフォーマ 1 2 の前段に設ける。受信回路 1 0₁ ~ 1 0₄ はアンテナ出力信号の高周波増幅、周波数変換、直交検波 (QPSK 検波)、A/D 変換を実行してビームフォーマ 1 2 に入力する。又、ビームフォーマ 1 2 として図 2 5 に示すようなバトラーマトリクス構成のビームフォーマを使用する場合は、受信回路 1 0₁ ~ 1 0₄ をビームフォーマ 1 2 の後段に設ける。

【0024】(b) 第 1 実施例のアレーアンテナシステムの詳細

図 4 は本発明の第 1 実施例のアレーアンテナシステムの詳細構成図であり、図 1 と同一部分には同一符号を付している。図中、1 0₁ ~ 1 0_N は入力信号の高周波増幅、周波数変換、直交検波 (QPSK 検波)、A/D 変換を実行して受信ビームフォーマ 1 2 に入力する受信回路、1 4₁ ~ 1 4₄ は逆拡散して得られた信号を用いてパス毎に全ビームの電力あるいは相関値あるいは S I R (信号/干渉波比) を測定する測定部、1 9 はサーチャで、マルチパス信号の発生時間間隔を測定し、マルチパスの各パス毎に設けられたフィンガー部 (逆拡散/遅延調整部) 1 3₁ ~ 1 3₄ に逆拡散処理の開始タイミング及び遅

延時間信号を入力する。

【0025】サーチャ 1 9 において、1 9 a はマッチトフィルタ (整合フィルタ) であり、受信信号に含まれる所望チャンネル信号の自己相関を出力するものである。アンテナ素子 1 1_N の受信出力には他チャンネル成分も含まれている。整合フィルタ 1 9 a は自チャンネルの拡散符号を用いてアンテナ受信信号より自チャンネルの信号成分を抽出して出力する。すなわち、整合フィルタ 1 9 a はマルチパスの影響を受けた直接拡散信号 (DS 信号) が入力すると、到来時間と信号強度に応じた複数のピークを持つパルス列を出力し、ローパスフィルタ 1 9 b を通して平均化して RAM 1 9 c に記憶する。パス検出部 1 9 d は RAM に記憶された遅延プロファイル (図 1 9 (b)) を参照してマルチパス及び遅延時間を検出し、マルチパスの各パスに応じたフィンガー部 1 3₁ ~ 1 3₄ に逆拡散開始のタイミングを示すスタート信号及び遅延時間調整データを入力する。

【0026】マルチパスの各パスに応じたフィンガー部 1 3₁ ~ 1 3₄ は同一構成になっており、自チャンネルに割り当てた拡散コードを発生する拡散コード発生部 1 3 a、ビームフォーマ 1 2 から入力する各ビーム $B_1 \sim B_M$ に拡散コードを乗算して逆拡散する乗算器 1 3 b₁ ~ 1 3 b_M、ダンプ積分を行うダンプ積分器 1 3 c₁ ~ 1 3 c_M、逆拡散された信号にパスに応じた遅延時間調整を施す遅延時間調整部 1 3 d₁ ~ 1 3 d_M を備えている。各アンテナ素子 1 1₁ ~ 1 1_N は受信電波に応じた受信信号 $x_1 \sim x_N$ を受信回路 1 0₁ ~ 1 0_N に入力し、各受信回路は入力信号の高周波増幅、周波数変換、直交検波 (QPSK 検波)、A/D 変換を実行して受信ビームフォーマ 1 2 に入力する。受信ビームフォーマ 1 2 は N 個の入力信号にビームフォーミングを施して M 本のビーム $B_1 \sim B_M$ をデジタル的に形成し、パス毎に設けたフィンガー部 1 3₁ ~ 1 3_K に入力する。フィンガー部 1 3₁ ~ 1 3_K は複数のビーム $B_1 \sim B_M$ に対してサーチャ 1 9 から指示されるタイミングで逆拡散を行ない、又、サーチャ 1 9 から入力する遅延調整データに基づいて各ビームの逆拡散信号をパス毎に遅延時間調整し同一タイミングで次段のビームセクタ 1 5 に出力する。

【0027】以上と並行して、測定部 1 4₁ ~ 1 4₄ はパス毎に各ビームの電力を測定し、測定結果をビームセクタ 1 5 に入力する。ビームセクタ 1 5 は、測定値が設定値より大きなビームを求め、それぞれに応じた逆拡散信号を選択して次段のチャンネル推定部 1 6₁ ~ 1 6_L に入力する。チャンネル推定部 1 6₁ ~ 1 6_L は自チャンネルに応じた信号波成分を推定して出力し、レーク合成部 1 7 は各チャンネル推定部の出力を合成し、データ判定部 1 8 は合成信号に基づいて受信データの "1", "0" を判定する。

【0028】(c) 測定部

各フィンガー部 1 3₁ ~ 1 3₄ に対応して設けられた測定

部 1 4₁ ~ 1 4₄ は同一構成になっており、各パスの全ビームの電力あるいは相関値あるいは S I R (信号/干渉波比) を測定できるようになっている。

(c-1) 電力

図 5 は電力を測定する装置の構成図で、MP は乗算器、A V R は平均値回路である。逆拡散により得られた I 信号 (In-Phase 信号)、Q 信号 (Quadrature 信号) は I-Q 複素表記すると $I+jQ = (I^2+Q^2)^{1/2} \exp(j\theta)$ となる。従って、乗算部 MP で $r = (I+jQ)$ とその複素共役 $r^* = (I-jQ)$ を掛け合わせ、しかる後、平均値回路 A V R で平均化して電力 (I^2+Q^2) を出力する。

【0 0 2 9】(c-2) 相関値

図 6 は相関値を測定する装置の構成図であり、P L E はパイロット抽出部、MP は乗算部、A B L は絶対値回路、A V R は平均値回路である。C D M A 通信においては、精度の高いデータ復調を行うために所定データ数毎に既知のパイロット信号が挿入されており、このパイロット信号を用いて相関値を演算できる。すなわち、パイロット抽出部 P L E は逆拡散により得られた信号よりパイロットシンボル $r = (I' + jQ')$ を抽出して乗算部 MP に入力する。乗算部 MP は受信パイロットシンボル $r = (I' + jQ')$ と既知のパイロットシンボル p の複素共役 $p^* = (I-jQ)$ を掛け合わせて相関演算し、乗算結果を絶対値回路 A B L に入力する。絶対値回路 A B L は該乗算結果の絶対値を演算し、平均値回路 A V R は絶対値出力を平均化して相関値を出力する。この相関値は逆拡散信号に含まれる所望チャンネルの信号波成分が大きくなるほど大きくなる。

【0 0 3 0】(c-3) S I R

図 7 は S I R 測定装置の構成図である。図中、1 4 a は信号点位置変更部であり、図 8 に示すように I - j Q 複素平面における受信信号点の位置ベクトル R (I 成分は R_I 、Q 成分は R_Q) を第 1 象限に縮退するものである。具体的には、信号点位置変更部 1 4 a は受信信号点の位置ベクトル R の I 成分 (同相成分) R_I 及び Q 成分 (直交成分) R_Q の絶対値をとって該位置ベクトルを I - j Q 複素平面の第 1 象限信号に変換する。1 4 b は N シンボル分の受信信号点位置ベクトルの平均値 m を演算する平均値演算部、1 4 c は平均値 m の I、Q 軸成分を二乗して加算することにより m^2 (希望信号の電力 S) を演算する希望波電力演算部である。1 4 d は受信信号点の位置ベクトル R の I 成分 R_I 、Q 成分 R_Q を二乗して加算することにより、すなわち次式

$$P = R_I^2 + R_Q^2$$

を演算することにより、受信電力 P を計算する受信電力算出部である。1 4 e は受信電力の平均値を演算する平均値演算部、1 4 f は受信電力の平均値から m^2 (希望波電力 S) を減算して干渉波電力 I を出力する減算器、1 4 g は希望波電力 S と干渉波電力 I より次式

$$S I R = S / I$$

により S I R を演算する S I R 演算部である。

【0 0 3 1】(d) 変形例

(d-1) ビーム選択の変形例

第 1 実施例では、全パス全ビームのうち測定値が設定値以上のビームに応じた逆拡散信号を遅延調整して合成するものである。ところで、ノイズが大きい環境ではビーム測定精度が劣化し、誤って好ましくないビームを選択し、伝送品質や受信特性を劣化することがある。そこで、ノイズによってビーム測定精度が劣化しても、誤って好ましくないビームを選択しないようにする必要がある。

【0 0 3 2】図 9 はビーム選択の変形例を示すフロー図である。ただし、この変形例におけるハードウェア構成は図 4 と同じである。セクタ 1 5 は測定部 1 4₁ ~ 1 4₄ より全パス全ビームの測定結果が入力されると測定結果 (例えば電力) が最大となるビームを求める (S 1)。ついで、セクタ 1 5 は、各パスのフィンガー部 1 3₁ ~ 1 3₄ より電力最大のビームに応じた逆拡散信号をそれぞれ選択して出力する (S 2)。以後、各パスより選択した逆拡散信号にチャネル推定処理を施した後レーク合成して受信データの判定を行う (S 3)。例えば、あるパスの第 1 ビームの電力が最大になれば、全パス (全フィンガー部) より第 1 ビームに応じた逆拡散信号を出力、合成して受信データの判定を行う。以上のようにすれば、ノイズによってビーム測定精度が劣化しても、誤ってビームを選択してレーク合成することがなくなり、伝送品質や受信特性を改善することができる。

【0 0 3 3】(d-2) 空間ダイバーシチ

第 1 実施例では空間ダイバーシチを考慮していないが、図 1 0 に示すように、空間ダイバーシチ構成にすることができる。すなわち、アレーアンテナ 1 1、ビームフォーマ 1 2、フィンガー部 1 3₁ ~ 1 3_K、測定部 1 4₁ ~ 1 4_K で構成されるブランチを指向性を変えて複数組 (ブランチ 1、ブランチ 2) 配置する。又、各ブランチの全フィンガー部出力をビームセクタ 1 5 に入力する。ビームセクタ 1 5 は入力された全ビームの逆拡散信号のうち電力 (あるいは相関値、S I R) が設定値より大きなものを選択して出力する。ビームセクタ 1 5 より出力された信号はチャネル推定を施された後レーク合成され、データ判定部 1 8 で識別される。かかる空間ダイバーシチによれば、空間ダイバーシチ効果により益々伝送品質や受信特性を改善することができる。

【0 0 3 4】(B) 第 2 実施例

第 1 実施例では測定部をサーチャとは別に設け、測定部での測定結果が大きな 1 以上のビームを選択し、該選択されたビームに応じた逆拡散信号をそれぞれ遅延調整して合成するものである。しかし、測定部を用いずにサーチャで測定する遅延プロファイルを利用してビームを選択することもできる。図 1 1 はかかる第 2 実施例の構成図、図 1 2 は各ビームの遅延プロファイルで、(a) ~

(c) は第1～第3ビームの遅延プロファイル例である。図11において、21は受信用のアレーアンテナでありN個のアンテナ素子 $21_1 \sim 21_N$ を有している。22 $_1 \sim 22_N$ は入力信号の高周波増幅、周波数変換、直交検波(QPSK検波)、A/D変換を実行してビームフォーマ23に入力する受信回路、23は各アンテナ素子から受信回路を介して入力する信号を用いて指向性を有するM本のビーム $B_1 \sim B_M$ を電氣的に発生するビームフォーマである。24 $_1 \sim 24_5$ はマルチパスのパス毎に設けられフィンガー部、25は各フィンガー部から出力する信号を最大比合成するレーク合成部、26は合成信号に基づいて受信データの"1", "0"を判定するデータ判定部、27は時分割的にビーム $B_1 \sim B_M$ を選択して出力するセクタ、28はビーム選択制御部であり、選択するビームをパス毎にフィンガー部24 $_1 \sim 24_5$ に指示するもの、29はサーチャであり、(1)ビーム毎にマルチパス信号の遅延プロファイル(図12)を保存し、また、(2)該遅延プロファイルを参照してビーム出力制御部28にビーム出力の可否を指示し、更に、(3)パス毎に設けられたフィンガー部24 $_1 \sim 24_5$ に逆拡散処理の開始タイミング及び遅延時間信号を入力する。

【0035】パス毎に設けられているフィンガー部24 $_1 \sim 24_5$ は同一構成になっており、ビーム選択制御部28からの指示でビームを選択するセクタ24a、自チャンネルに割り当てた拡散コードを発生する拡散コード発生部24b、セクタにより選択されたビームに拡散コードを乗算して逆拡散する乗算器24c、ダンプ積分を行うダンプ積分器24d、逆拡散信号にパスに応じた遅延時間調整を施す遅延時間調整部24e、チャンネル推定部24f、乗算器24gを備えている。サーチャ29において、29aはマッチトフィルタ(整合フィルタ)、29bは平均化部、29cはRAM、29dはパス検出部である。整合フィルタ29a及び平均化部29dは時分割的に入力する各ビーム $B_1 \sim B_M$ に含まれる自チャンネルの信号成分を抽出及び平均化し、ビーム毎に遅延プロファイル(図12(a)～(c))を作成してRAM29cに記憶する。パス検出部29dは、各ビームの遅延プロファイルを参照して信号レベルの大きなパスをビーム毎に検出すると共に、各パスの遅延時間を検出する。すなわち、パス検出部29dはどのパスのどのビームを出力するかを保持すると共に、パス毎に逆拡散開始タイミング及び遅延時間データ(t_0 , t_1 , t_2)を保持する。又、パス検出部29dはビーム選択制御部28にビーム出力の可否を指示する。

【0036】従って、例えば図12(a)～(c)に示すように、第1ビームの第1パス、第2ビームの第2パス、第3ビームの第3パスの信号レベルが設定値より大きい場合、パス検出部29dは、(1)第1パスの第1ビームのタイミング、(2)第2パスの第2ビームのタイミング、(3)第3パス第3ビームのタイミングで、ビーム

出力可をビーム選択制御部28に指示する。この結果、(1)フィンガー部24 $_1$ のセクタ24aは第1パスの第1ビームを出力し、(2)フィンガー部24 $_2$ のセクタ24aは第2パスの第2ビーム、(3)フィンガー部24 $_3$ のセクタ24aは第3パスの第3ビームを出力する。以後、これらビームは逆拡散されてレーク合成される。第2実施例によれば、第1実施例のように測定装置が不要であり、しかも各ビームの遅延プロファイルを時分割処理により測定して保存することができる。

10 【0037】(C)第3実施例

第1実施例では全フィンガー部に1つのビームセクタを設け、測定値が設定値以上のビームを該ビームセクタで選択した場合である。しかし、第3実施例ではビームセクタを各フィンガー部に設けてパス毎にいくつかのビームを選択して最大比合成する。図13はかかる第3実施例のアレーアンテナシステムの概略構成図である。図中、31は受信用のアレーアンテナでありN個(N=4個)のアンテナ素子31 $_1 \sim 31_4$ を有している。33は各アンテナ素子から入力する信号を用いて指向性を有するM本(M=4)のビーム $B_1 \sim B_4$ を電氣的に発生するFFT構成のビームフォーマ、34 $_1 \sim 34_K$ はマルチパスのパス毎に設けられたフィンガー部である。フィンガー部34 $_1 \sim 34_K$ は、各ビーム $B_1 \sim B_4$ に拡散符号を乗算して逆拡散する乗算器34b $_1 \sim 34b_4$ 、測定値(電力、相関値、SIR)の大きなビーム(逆拡散信号)を選択するビームセクタ34e、選択された各ビームにチャンネル推定演算を施すチャンネル推定演算部34f $_1 \sim 34f_4$ 及び乗算部34g $_1 \sim 34g_4$ 、各乗算部出力を加算する加算器34hを備えている。35 $_1 \sim 35_K$ は電力(相関値、SIRでもよい)を測定する測定部であり、それぞれフィンガー部34 $_1 \sim 34_K$ に入力する各ビームの電力(相関値、SIR)を測定してビームセクタ34eに入力する。36は各フィンガー部34 $_1 \sim 34_K$ の加算器34hから出力する信号を最大比合成するレーク合成部、37は合成信号に基づいて受信データの"1", "0"を判定するデータ判定部である。

【0038】各アンテナ素子31 $_1 \sim 31_4$ は受信電波に応じた受信信号を図示しない受信回路に入力し、各受信回路は入力信号の高周波増幅、周波数変換、直交検波(QPSK検波)、A/D変換を実行してビームフォーマ33に入力する。ビームフォーマ33は4個の入力信号にビームフォーミングを施して4本のビーム $B_1 \sim B_4$ をデジタル的に形成し、パス毎に設けたフィンガー部34 $_1 \sim 34_K$ に入力する。フィンガー部34 $_1 \sim 34_K$ の逆拡散部34b $_1 \sim 34b_4$ は複数のビーム $B_1 \sim B_4$ に対して逆拡散を行ないパス毎の遅延時間調整をして同一タイミングで次段のビームセクタ34eに出力する。

【0039】以上と並行して、測定部35 $_1 \sim 35_K$ はそれぞれ対応するフィンガー部34 $_1 \sim 34_K$ に入力するビ

ームの電力を測定し、測定結果をフィンガー部 3 4 j ~ 3 4 k のビームセクタ 3 4 e に入力する。各フィンガー部 3 4 j ~ 3 4 k のビームセクタ 3 4 e は、測定値が設定値より大きなビームに応じた逆拡散信号を選択して次段のチャネル推定部 3 4 f j ~ 3 4 f k 及び乗算部 3 4 g j ~ 3 4 g k に入力する。チャネル推定部 3 4 f j ~ 3 4 f k 及び乗算部 3 4 g j ~ 3 4 g k は自チャネルに応じた信号波成分を推定し、加算器 3 4 h は各チャネル推定値を加算して出力する。レーク合成部 1 7 は各チャネル推定部の出力を合成し、データ判定部 1 8 は合成信号に基づいて受信データの " 1 ", " 0 " を判定する。

【 0 0 4 0 】かかるアレーアンテナシステムによれば、ビームセクタを各フィンガー部に設けてパス毎にいくつかのビームを選択して最大比合成するため、フィンガー部にチャネル推定部を含めることができ、構成を簡単にできる。図 1 4 は第 3 実施例の詳細構成図であり、図 1 3 と同一部分には同一符号を付している。図 1 3 に比べて受信回路 3 2 j ~ 3 2 n 及びサーチャ 3 8 を組み込んだ点、フィンガー部 3 4 j の構成を詳細に示している点で異なるが、これら受信回路 3 2 j ~ 3 2 n 及びサーチャ 3 8 の動作、フィンガー部 3 4 j ~ 3 4 k のビームセクタ 3 4 e までの動作は図 4 の第 1 実施例と同様である。

【 0 0 4 1 】 (D) 第 4 実施例

図 1 5 はレーク受信方式、マルチビーム方式、アダプティブアレー方式を組み合わせた第 4 実施例のアレーアンテナシステムの構成図であり、図 1 3 の第 3 実施例と同一部分には同一符号を付している。第 3 実施例と異なる点は、(1) 平均二乗誤差を最小にするように重み係数 $w_{j1} \sim w_{j4}$ を決定する MMSE (Minimum-Mean-Squared-Error) 型の適応制御部 4 1、(2) 適応制御部により決定された重み係数 $w_{j1} \sim w_{j4}$ をビームセクタ 3 4 e から出力する逆拡散信号に掛け合わせて合成する重み付け部 4 2、(3) 重み付け部から出力する信号にチャネル推定演算を施すチャネル推定部 4 3、(4) 適応制御部に入力する誤差を演算する誤差発生部 4 4 を各フィンガー部 3 4 j ~ 3 4 k に設けた点である。

【 0 0 4 2 】ビームセクタ 3 4 e は第 3 実施例と同様に測定値 (電力、相関値、SIR) が設定値以上の大きなビーム (逆拡散信号) を出力する。MMSE 型の適応制御部 4 1 は重み付け合成後の信号と参照信号との平均二乗誤差を最小にするように重み (複素ウェイト) $w_{j1} \sim w_{j4}$ を決定し、重み付け部 4 2 はビームセクタ 3 4 e から出力する逆拡散信号に重み $w_{j1} \sim w_{j4}$ を掛け合わせて合成してチャネル推定部 4 3 に入力する。チャネル推定部 4 3 は入力信号にチャネル推定演算を施して出力する。レーク合成部 3 6 は各フィンガー部 3 4 j ~ 3 4 k からの出力信号を最大比合成し、データ判定部 3 7 は該合成信号によりデータの " 1 ", " 0 " を判定する。この判定結果は誤差発生部 4 4 を介して適応制御部 4 1 に帰還される。

【 0 0 4 3 】データ判定部 3 7 は、重み付け合成信号にチャネル推定演算部 4 3 j の出力信号の複素共役を乗算して得られた信号の " 1 ", " 0 " を判定する。このため、複素共役を乗算した分位相が回転している。そこで、誤差発生部 4 4 は、乗算部 4 4 j で判定結果にチャネル推定演算部 4 3 j の出力を乗算して位相を元に戻し、位相が戻された判定結果と重み付け合成信号との差分を誤差演算部 4 4 2 で演算し、誤差 e として適応制御部 4 1 に入力する。以後、上記動作が繰り返され、重みは一定値に収束する。

【 0 0 4 4 】適応アルゴリズムとして LMS (Least Mean Square) のような瞬時勾配をもちいて重みの更新を行うアルゴリズムでは、収束が遅く、ウェイトの初期値に収束速度が影響する。そこで収束を速くする方法として、ビームセクタ 3 4 e で選択した各ビームのチャネル推定値を演算し、該チャネル推定値の複素共役を重み $w_{j1} \sim w_{j4}$ の初期値として用いることで、収束を速くすることができる。なお、スイッチ 3 9 はパイロット期間とデータ期間とで切り替えることにより、データ期間のときには判定結果に基づいて重みの更新を行う。又、データの誤りが多いような環境では、パイロット信号のみを用いて重みの更新を行い、データ期間では重みを固定する。

【 0 0 4 5 】図 1 6 は第 4 実施例の詳細構成図であり、図 1 5 と同一部分には同一符号を付している。図 1 5 に比べて受信回路 3 2 j ~ 3 2 n 及びサーチャ 3 8 を組み込んだ点、フィンガー部 3 4 j の構成を詳細に示している点で異なるが、これら受信回路 3 2 j ~ 3 2 n 及びサーチャ 3 8 の動作、フィンガー部 3 4 j ~ 3 4 k のビームセクタ 3 4 e までの動作は図 4 の第 1 実施例と同様である。

【 0 0 4 6 】図 1 7 は第 4 実施例の第 1 の変形例であり、図 1 5 と同一部分には同一符号を付している。第 4 実施例では、重み付け合成信号にチャネル推定部 4 3 でチャネル推定演算を施してチャネル推定を行っているが、チャネル推定も含めて適応制御部 4 1 で重み決定を行うことができる。そこで、変形例では、チャネル推定部を削除し、代わりに乗算部 5 1 を設け、レーク合成部 3 6 で最大比合成ができるように最大合成の重み W を乗算するようにしている。最大比合成の重み W としてはビームセクタ 3 4 e から出力する信号の二乗和 $W = |x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_n|^2$ が好ましい。なお、

$$W = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_n|^2)^{1/2}$$

とすることで等比合成とすることもできる。又、誤差発生部 4 4 はチャネル推定による位相回転がないため、位相を元に戻す乗算部が不要になり、重み付け合成信号と判定結果の差分 e を演算する誤差演算部 4 4 2 のみが設けられている。

【 0 0 4 7 】図 1 8 は第 4 実施例の第 2 の変形例であ

り、図 1 5 と同一部分には同一符号を付している。第 4 実施例では、各パス毎にビームの選択を行い、各パス毎に重みの適応制御を行ったが、この変形例では、全パスに 1 つの適応制御部 4 1 のみを設け、該適応制御部 4 1 で全パスの全選択ビームの重みを決定する。この場合、レーク合成部 3 6 の合成信号と判定結果の差分が誤差 e となり、適応制御部 4 1 は該誤差が零なるように制御する。以上、本発明を実施例により説明したが、本発明は請求の範囲に記載した本発明の主旨に従い種々の変形が可能であり、本発明はこれらを排除するものではない。

【0 0 4 8】

【発明の効果】以上本発明によれば、アレーアンテナを用いる際、ビームフォーマによりマルチビームを形成しておき、マルチパスの各パスのビームの中から所望波成分(信号の電力や相関値やSINR)の高いビームのみ選択し、チャンネル推定、重み付けを行うため、受信特性を改善、回路規模の縮小に寄与するところが大きい。又、本発明のアレーアンテナシステムによれば、レーク受信方式及びマルチビームアンテナ方式を組み合わせるレーク受信機を構成することができ、伝送品質や受信特性を改善することができる。

【0 0 4 9】又、本発明によれば、サーチによりマルチパス信号の発生時間間隔を測定し、マルチパスのパス毎に設けられた逆拡散/遅延調整部に逆拡散開始のタイミング及び遅延時間信号を入力するようにしたから、容易にパス毎の逆拡散処理の開始タイミング及び遅延時間調整制御を行うことができる。又、本発明によれば、サーチにおいて、ビームフォーマから出力する全ビームのレベルについてその時間推移を示す遅延プロファイル測定して保存し、各ビームの遅延プロファイルよりレベルの大きなパスをビーム毎に検出し、パス毎に設けられた逆拡散/遅延時間調整部(フィンガー部)において自パスのビームのうち前記レベルの大きなビームに応じた逆拡散信号出力し、合成部において各フィンガー部から出力される逆拡散信号を合成して受信データの判定を行う。このため、伝送品質や受信特性を改善することができる。又、サーチにおいて各ビームの遅延プロファイルを時分割処理により測定して保存することができ、構成を簡略化できる。

【0 0 5 0】又、本発明によれば、全パスの全ビームのうち、測定値(電力、相関値またはSIR)が大きな1または複数のビームの逆拡散信号を選択し、選択した逆拡散信号を合成して受信データの判定を行うようにしたから、全パス全ビームのうち真に所望信号波成分が大きなビームの逆拡散信号を合成して受信データの判定を行うため、伝送品質や受信特性を改善することができる。又、本発明によれば、マルチパスの全パス全ビームのうち、測定値(電力、相関値、SIR)が最大となるビームを求め、各パスより該ビームに応じた逆拡散信号を選択し、選択した逆拡散信号を合成して受信データの判定を

行うようにしたから、ノイズによってビーム測定精度が劣化しても、誤ってビームを選択してレーク合成することがなくなり、伝送品質や受信特性を改善することができる。

【0 0 5 1】又、本発明によれば、パス毎にフィンガー部(逆拡散/遅延調整部)を有するブランチを、複数組空間的に指向性を変えて配置して空間ダイバーシチ構成としたから、空間ダイバーシチの効果を付加できるためますます伝送品質や受信特性を改善することができる。又、本発明によれば、レーク受信方式、マルチビームアンテナ方式、アダプティブアレーアンテナ方式を組み合わせるレーク受信機を構成することができ、伝送品質や受信特性を改善することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】第 1 実施例のアレーアンテナシステムの概略構成図である。

【図 2】第 1 実施例の第 1 の変形例である。

【図 3】第 1 実施例の第 2 の変形例である。

【図 4】第 1 実施例のアレーアンテナシステムの詳細構成図である。

【図 5】電力算出構成図である。

【図 6】相関値算出構成図である。

【図 7】SIR 測定装置の構成図である。

【図 8】位置ベクトルの象限変更方法の説明図である。

【図 9】ビーム選択の変形例である。

【図 1 0】空間ダイバシチ構成の変形例である。

【図 1 1】第 2 実施例のアレーアンテナシステムの構成図である。

【図 1 2】各ビームの遅延プロファイル説明図である。

【図 1 3】第 3 実施例のアレーアンテナシステムである。

【図 1 4】第 3 実施例のアレーアンテナシステムの詳細構成図である。

【図 1 5】第 4 実施例のアレーアンテナシステムである。

【図 1 6】第 4 実施例のアレーアンテナシステムの詳細構成図である。

【図 1 7】第 4 実施例の第 1 変形例である。

【図 1 8】第 4 実施例の第 2 変形例である。

【図 1 9】従来の RAKE 受信機の構成と原理説明図である。

【図 2 0】チャンネル推定演算説明図である。

【図 2 1】セクタアンテナの説明図である。

【図 2 2】マルチビームアンテナの説明図である。

【図 2 3】マルチビームの配置説明図である。

【図 2 4】従来のマルチビームアンテナシステムの構成図である。

【図 2 5】ビームフォーマの構成図である。

【図 2 6】FFTを用いたビームフォーマである。

【符号の説明】

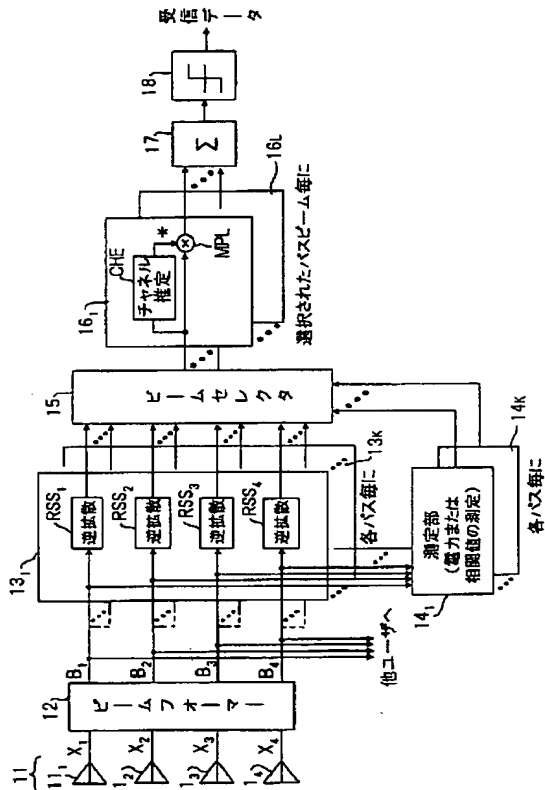
- 11 アレーアンテナ
 11₁~11₄ アンテナ素子
 12 ビームフォーマ
 13₁~13_K 逆拡散/遅延調整部 (フィンガー部)
 14₁~14_K 測定部

- 15 ビームセクタ
 16₁~16_L チャネル推定部
 17 レーク合成部
 18 データ判定部

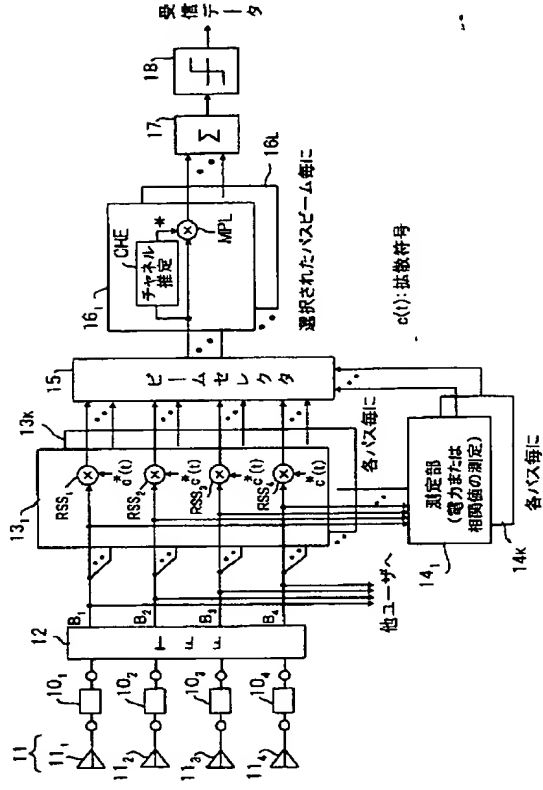
【図 1】

【図 2】

第1実施例のアレーアンテナシステムの概略構成

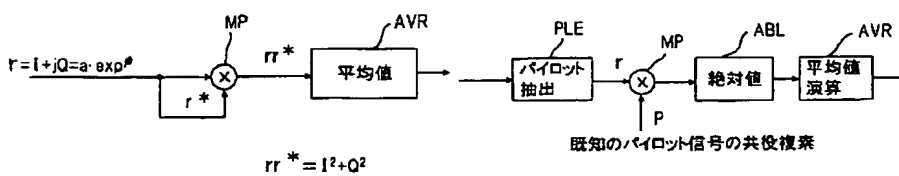


第1実施例の第1の変形例



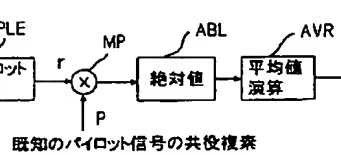
【図 5】

電力算出構成図



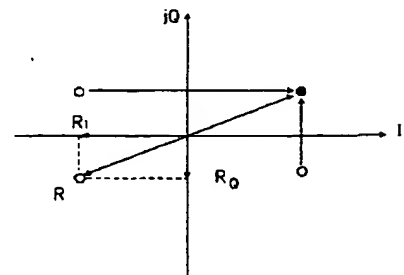
【図 6】

相関値算出構成図



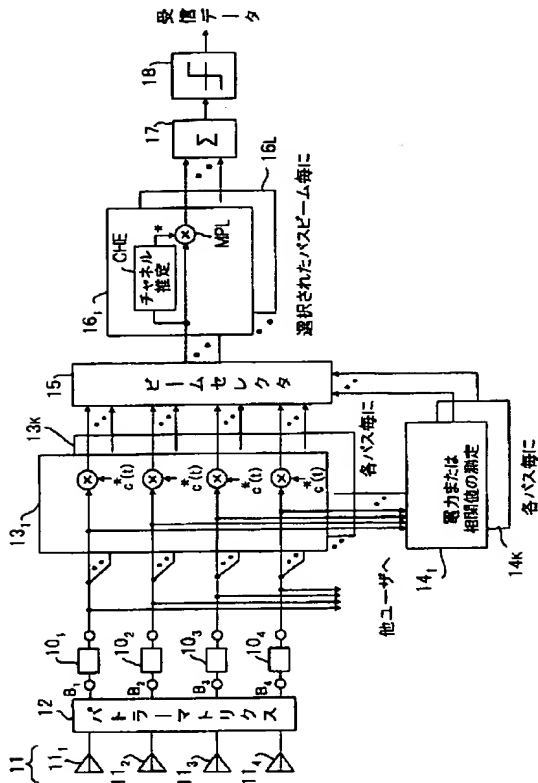
【図 8】

位置ベクトルの象限変更方法の説明図



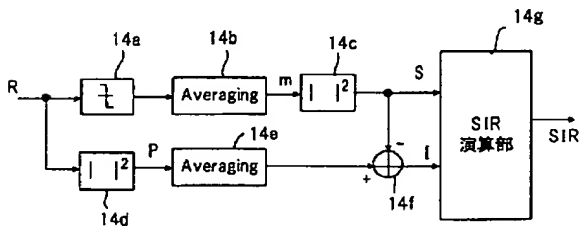
【図 3】

第1実施例の第2の変形例



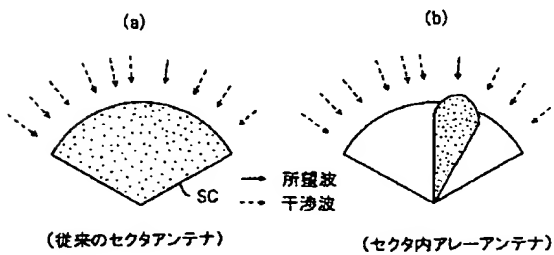
【図 7】

SIR測定装置の構成



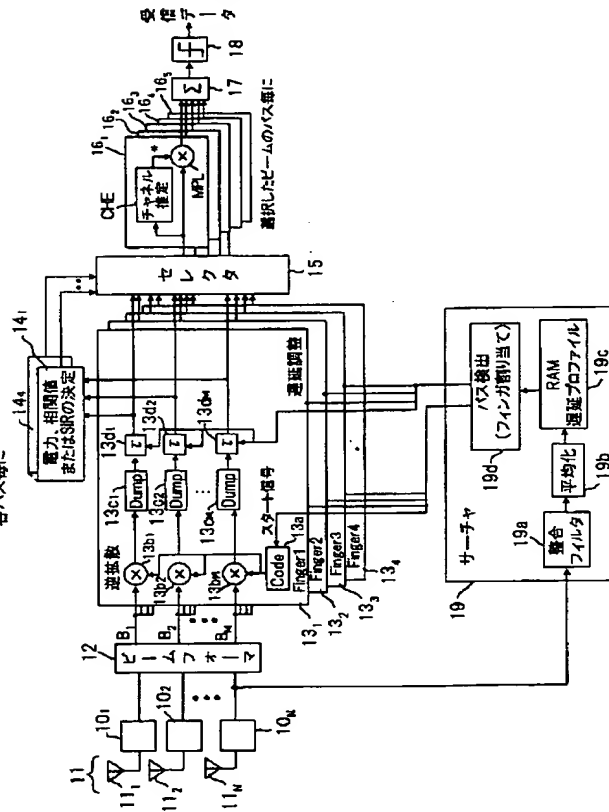
【図 2 1】

セクタ アンテナの説明



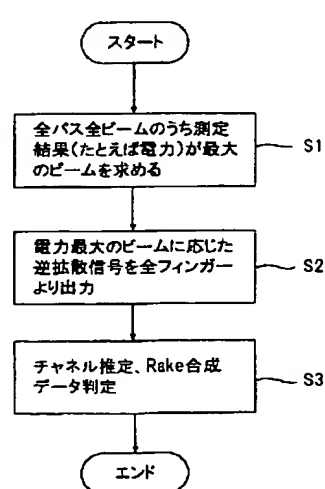
【図 4】

第1実施例のアレーアンテナシステムの詳細構成



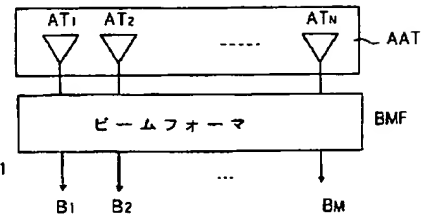
【図 9】

ビーム選択の変形例



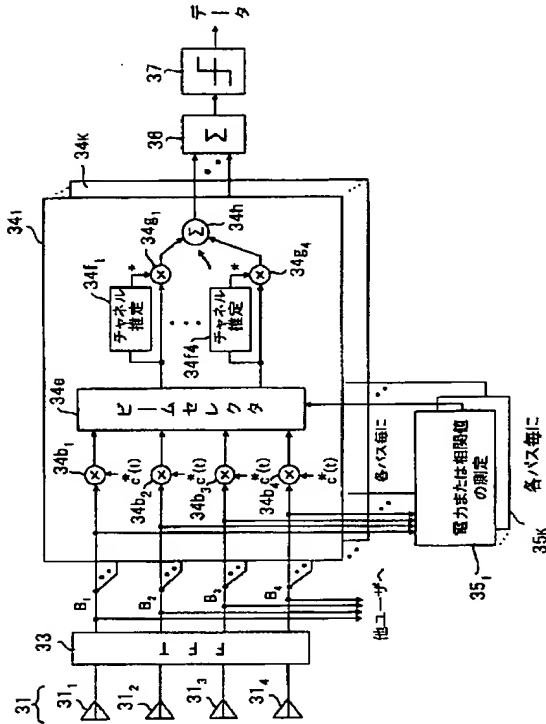
【図 2 2】

マルチビームアンテナの説明



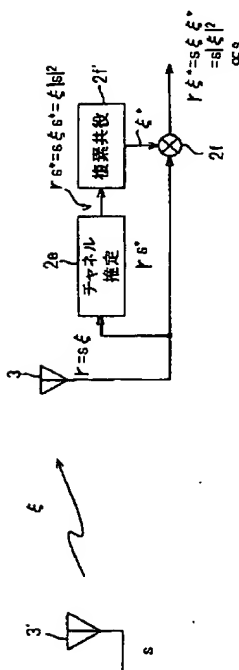
【図13】

第3実施例のアレーアンテナシステム



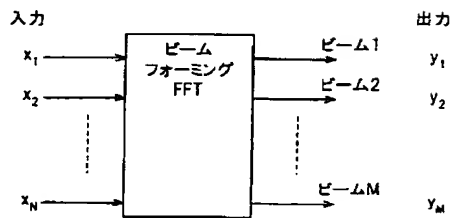
【図20】

チャンネル推定演算説明図



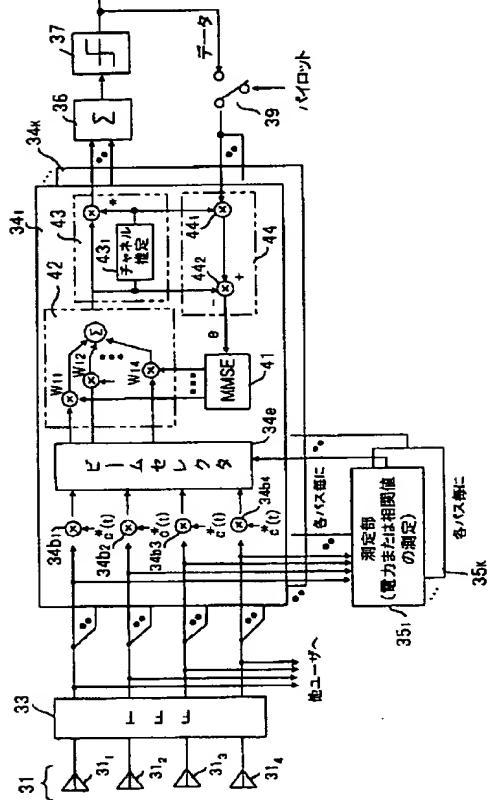
【図26】

FFTを用いたビームフォーマ



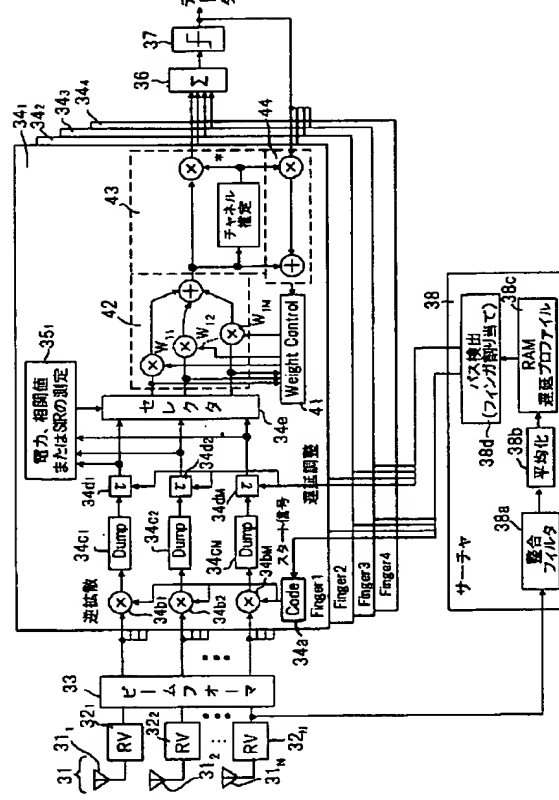
【図 15】

第4実施例のアレーアンテナシステム



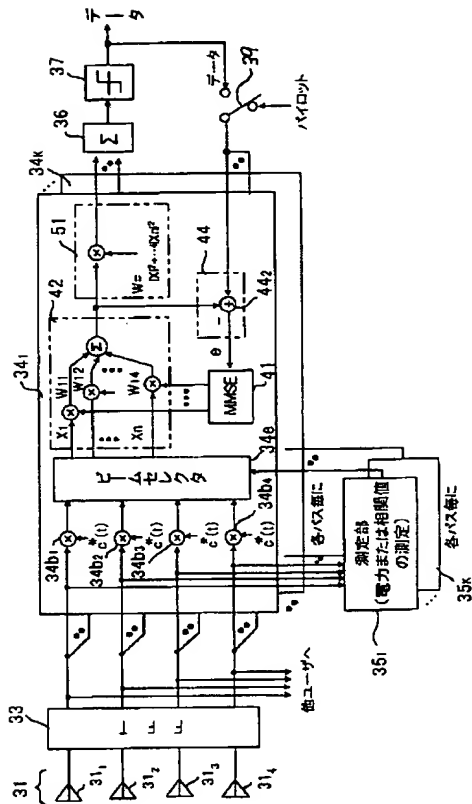
【图 16】

第4実施例のアレーアンテナシステムの詳細構成



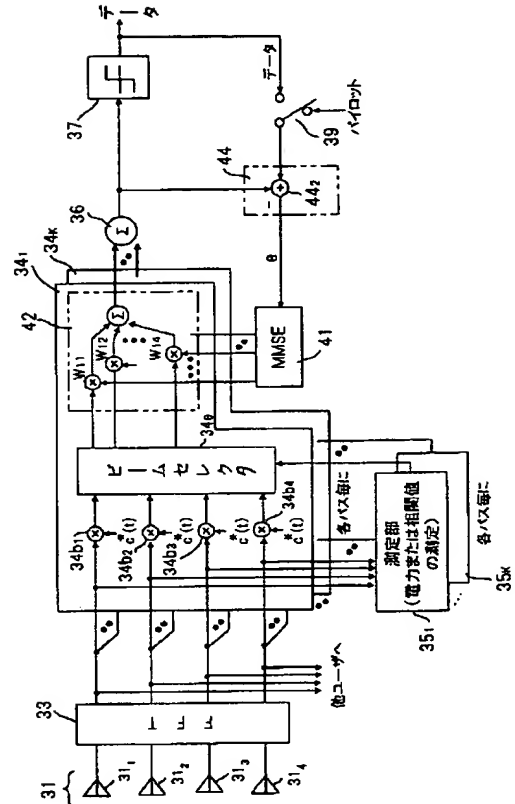
【図 17】

第4実施例の第1変形例



【图 18】

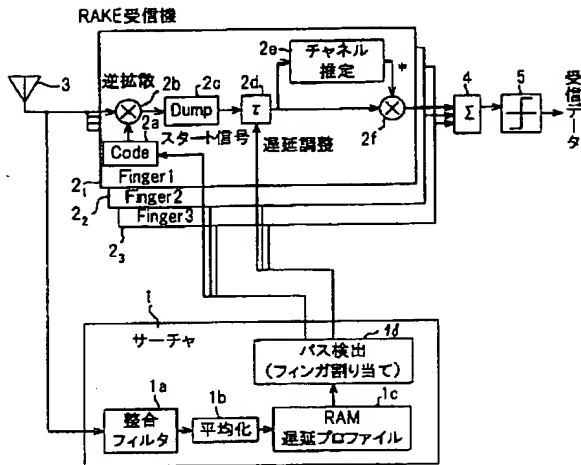
第4実施例の第2変形例



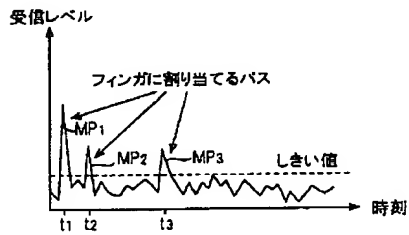
【図19】

従来のRAKE受信機の説明図

(a) サーチャを用いた同期回路とRAKE受信器



(b) 遅延プロフィール



【図24】

従来のマルチビームアンテナシステム

